(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl. [7]
H04B 3/20

(45) 공고일자 2003년02월14일
(11) 등록번호 10-0372033
(24) 등록일자 2003년01월29일

(21) 출원번호 10-2000-7002450
(22) 출원일자 2000년03월08일
번역문 제출일자 2000년03월08일
(86) 국제출원번호 PCT/SE1998/01447
(86) 국제출원출원일자 1998년08월10일
(65) 공개번호 특2001-0023791
(43) 공개일자 2001년03월26일
(87) 국제공개번호 WO 1999/13596
(87) 국제공개일자 1999년03월18일

(81) 지정국 국내특허 : 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 리히텐슈타인, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀랜드, 영국, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 라이베리아, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크메니스탄, 터어키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투칼, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 가나, 감비아, 인도네시아, 시에라리온, 유고슬라비아, 짐바브웨,
AP ARIPO특허: 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 가나, 감비아, 짐바브웨,
EA 유라시아특허: 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크메니스탄,
EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 리히텐슈타인, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 핀랜드, 사이프러스,
OA OAPI특허: 부르키나파소, 베넹, 중앙아프리카, 콩고, 코트디브와르, 카메룬, 가봉, 기네, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기네비쏘,

(30) 우선권주장 9703277-5 1997년09월10일 스웨덴(SE)

(73) 특허권자 텔레폰아크티에볼라게트 엘엠 에릭슨
스웨덴,스톡홀름, 에스-126 25

(72) 발명자 에릭슨안데르스
스웨덴왕국업살라에스-75758스몰란즈뵈겐2

(74) 대리인 최재철
서장찬
김기종
권동용

심사관 : 민혜정

(54) 반향 추정 및 억제 방법 및 장치

요약

전화 시스템에서 임계치 추정 방법은 다운링크 전력 R_x 및 업링크 전력 R_y 를 추정한다(S1). 반향 모델 파라미터 후보 a_i 및 b_i 는 지연된 R_x 값에 대해 반복적으로 결정된다(S2). 최소값을 가지는 b_i 는 반향 모델 파라미터 b_i 로서 선택되고(S3), 대응하는 지연 Δ(인덱스 i)에서 현재의 반향 지연으로서 식별된다(S4). 동일한 지연을 가지는 모델 파라미터 후보 a_i 는 모델 파라미터 a로서 선택된다(S5). 현재의 반향 복귀 손실 ERL은 a 및 b의 추정값으로부터 추정된다(S6). 현재의 클립 레벨은 ERL의 추정값 및 이전의 Δ시간 스텝에서 측정된 R_x 의 추정값으로부터 추정된다 (S7).

대표도

도 13

색인어

반향 추정기, 반향 억제기, 모델 추정기, 지연 추정기, ERL 추정기, 클립 레벨 추정기

명세서

기술분야

본 발명은 전화 시스템의 반향 추정 및 억제 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

반향은, 예를 들면, 장거리 전화와 같은 긴 지연을 가지는 전화 시스템 또는 디지털 셀룰러 시스템과 같은 긴 처리 지연을 사용하는 전화 시스템에서 감지되는 음질에 관련하여 문제가 있다. 반향은 PSTN/가입자 인터페이스의 4-2선 변환(four-to-two wire conversion)시에 발생된다(PSTN=공중 교환 전화망). 이런 반향을 제거하기 위해, 반향 소거기는 일반적으로 장거리 통화용 중계 교환국(transit exchange) 및 셀룰러 응용을 위한 이동 전화 서비스 교환국에 제공된다.

반향 소거기의 위치로 인해, 반향 소거기는 적응성 있게 된다, 즉 동일한 반향 소거기가 PSTN의 다수의 상이한 가입자에 대해 사용된다. 이런 적응성은 상이한 호출 사이뿐만 아니라 전송망의 비고정성, 예를 들면, 위상 슬립, 삼자 호출 등으로 인한 각 호출 중에도 필요하다.

반향 소거기의 주요부는 적응 필터이다. 이 필터는 근단(near end) 신호에서 제거되는 반향을 복제한다. 반향 발생 시스템의 인식이 불완전하기 때문에, 추정된 반향 신호는 항상 에러를 포함한다. 따라서, 실제로는, 적응 필터를 사용하여 얻어지는 반향 감쇠는 일반적으로 최대 약 30 dB이다. 시간 지연이 긴 경우, 이런 감쇠는 불충분하며, 이런 에러의 가청 효과를 최소화하기 위해 잔류 반향 억제기가 사용된다. 반향 억제기의 목적은, 잔류 신호가 반향 추정의 에러에 의해 압도되는 (dominate) 경우에, 잔류 신호를 더욱 억제하는 것이다. 이는 출력 신호의 특정 레벨에 대해 반향 소거기의 출력을 차단함으로써 달성된다.

참조 문헌 [1]은 적응 중앙 클리퍼의 형태로 반향 억제기가 제공된 반향 소거기를 개시한다. 반향 소거기에 의해 이루어지는 반향 추정은 신호 처리 수단을 통해 임계치를 제어함으로써, 적응 클리퍼(clipper)의 클리핑 윈도우를 제어하기 위해 사용된다. 잔류 신호의 전력이 적응 임계치 이하로 떨어지는 경우, 잔류 신호는 차단 또는 클리핑되지만, 그렇지

않은 경우, 잔류 신호는 변형 없이 적응 클리퍼를 통과한다. 그러나, 잔류 신호는 잔류 반향뿐만 아니라 근단 가입자로부터 생성되는 배경 잡음을 포함한다. 경우에 따라, 잔류 반향 샘플과 배경 잡음 샘플은 보강적으로(constructively) 합쳐지고, 따라서, 합성 잔류 신호가 임계치를 초과할 수 있다. 그 결과, 잔류 반향을 포함하는 잔류 신호가 바람직하지 않게 산발적으로 (sporadic) 전송되는데, 이는 매우 성가시게 될 수 있다.

중계 교환국 또는 이동 전화 교환국내의 반향 소거기는 공유 장치인데, 이는 다수의 가입자 회선 또는 반향 경로에 대해 사용될 수 있다. 이런 반향 경로의 특성은 충분히 변동될 수 있다. 특히, 지연, 전력 레벨 및 반향의 선형성이 변동될 수 있다. 그 결과, 반향 억제기 또는 비선형 프로세서(non-linear processor; NLP)에 대한 적절한 고정값의 결정은 매우 곤란하다. 따라서, 반향 억제기로 향하는 반향 전력의 크기를 동적으로 추정하는 것이 바람직하다.

반향의 다른 가능한 원인은 전화 핸드셋의 라우드스피커와 마이크로폰의 음향 및 기계적 결합이다. 아날로그 2선 가입자 회선을 가지는 PSTN과 같은 아날로그 및 디지털 혼합망에 대해, 이런 반향은 일반적으로 가청 방해를 일으키지 않는다. 이는 핸드셋으로부터의 반향이 4-2선 변환시의 일반적으로 더 강한 전기 반향에 의해 가려지기(mask) 때문이다. 또한, 후자의 반향에 반향 소거기를 적용함으로써, 핸드셋으로부터의 반향도 또한 제어된다.

반면에, 디지털 전화 시스템에서는, 전송 지연이 큰 경우, 낮은 레벨의 음향 및 기계적 혼선도 들을 수 있다. 이는 다수의 디지털 시스템의 규격에서 고려되고 있다. 예를 들면, GSM 규격(GSM=Global System for Mobile communication)은, 교환 시스템에서 측정시, 라우드스피커와 마이크로폰 사이에 적어도 46 dB의 반향 손실을 요구한다. 이런 반향 손실은 핸드셋 수화기를 귀에 밀착시키고, 전화 세트의 볼륨 제어를 최대로 하여 측정된다. 그러나, 통상적인 사용시에, 귀와 수화기 사이의 갭이 존재하고, 그 결과, 반향 손실이 더 작아질 수 있다. 따라서, 핸드셋이 GSM 규격을 충족할 수 있을지라도, 실제로는 통상적인 사용 중에 반향이 관측될 수 있는 가능성이 여전히 존재한다. 그러므로, 이런 반향을 교환 시스템으로부터 검출하여 소거하는 것이 바람직할 수 있다.

발명의 상세한 설명

본 발명의 목적은 전술한 문제점을 해결하는 반향 전력 추정 및 억제 방법 및 장치를 제공하는 것이다.

이런 목적은 첨부된 청구의 범위에 따르는 방법 및 장치에 의해 달성된다.

간략하게 설명하면, 본 발명은 지연된 반향의 전력과 반향을 발생시키는 신호의 전력 사이의 상관 관계가 존재하는 것을 인식함에 기초한다. 이런 상관 관계는 반향 복귀 손실 및 지연을 추정할 수 있는 모델을 만드는데 사용된다. 이런 파라미터는 반향 억제기를 제어하는 동적 임계치로서 사용되는 클립 레벨을 형성하는데 사용된다. 상기 방법은 또한 계산적으로 효율적이다.

본 발명은 첨부된 도면과 함께 제공된 다음의 상세한 설명을 참조하여 그 목적 및 이점이 가장 잘 이해될 수 있다.

도면의 간단한 설명

도 1은 반향 발생 시스템의 블록도.

도 2는 반향 소거 시스템의 블록도.

도 3은 가변 중앙 클리퍼를 가지는 공지된 반향 소거기의 블록도.

도 4는 도 3의 반향 소거기의 중앙 클리퍼의 전달 함수를 도시한 도면.

도 5는 셀룰러 전화 시스템의 반향 발생 시스템의 블록도.

도 6은 신호 사이에 지연이 없는 셀룰러 전화 시스템의 업링크와 다운링크 신호의 전력 사이의 상관 관계를 도시한 산포도.

도 7은 신호 사이에 지연이 있는 셀룰러 전화 시스템의 업링크와 다운링크 신호의 전력 사이의 상관 관계를 도시한 산포도.

도 8은 신호 사이에 지연이 있는 셀룰러 전화 시스템의 업링크와 다운링크 신호의 전력 사이의 상관 관계 모델을 도시한 도면.

도 9는 반향 억제 비선형 프로세서를 제어하기 위한 동적 임계치를 추정하는 장치의 블록도.

도 10은 비선형 프로세서를 제어하기 위해 임계치 추정기가 제공된 셀룰러 전화 시스템의 블록도.

도 11은 반향 소거기 뒤에 제공되는 비선형 프로세서를 제어하기 위해 임계 추정기가 제공되는 전화 시스템의 블록도.

도 12는 반향 소거기 뒤에 제공되는 비선형 프로세서를 제어하기 위해 임계치 추정기가 제공되는 전화 시스템의 변형 실시예의 블록도.

도 13은 본 발명에 따르는 임계치 추정 방법을 도시한 순서도.

실시예

다음의 설명에서 동일하거나 유사한 기능을 수행하는 구성 요소에는 동일한 참조 번호가 부여되어 있다.

본 발명을 상세히 설명하기 전에, 본 발명이 사용되는 두가지 환경을 보다 상세히 설명한다.

도 1은 전화 시스템의 반향 발생 프로세스를 도시한다. 이하 원단(far end) 가입자로 칭해지는 가입자 A는 2선식 회선을 통해 하이브리드(하이브리드는 당업계에 잘 공지되어 있는 바와 같이 4선식과 2선식 접속 사이의 인터페이스를 형성함)에 접속된다. 유사하게, 이하 근단 가입자로 칭해지는 가입자 B는 2선식 회선을 통해 다른 하이브리드에 접속된다. 2선식 회선은 입중계 및 출중계 음성 신호 모두를 전송한다. 원단 가입자 A로부터의 출중계 음성은 도 1의 상부 2선식 회선을 통해 근단 가입자 B에게 전송된다. 유사하게, 근단 가입자 B로부터의 출중계 음성은 도 1의 하부 2선식 회선을 통해 원단 가입자 A에게 전송된다. 그러나, 가입자 B로부터 가입자 A로의 하부 2선식 회선은, 가입자 B의 하이브리드가 완전히 억제할 수 없었던 가입자 A로부터의 출중계 음향의 반향도 포함한다. 유사하게, 도 1의 상부 2선식 회선은 가입자 B로부터의 출중계 음성의 반향을 포함한다.

도 2는 가입자 A에게 되돌아오는 반향이 근단측에서 어떻게 소거되는지를 도시한다(유사한 장치가 원단측에 제공됨). 입력 신호 x(n)은 가입자 A로부터의 음성을 나타내는데, n은 이산 시간을 지시한다. 입력 신호 x(n)은, q^{-1} 가 역방향 시프트 연산자(q^{-1} x(n)=x(n-1))를 지시하는 전달 함수 H(q^{-1})을 가지는 필터(10)로 표시되는 하이브리드 및 합산 유닛(14)에 의해 감쇠되고, 그 결과 얻어진 반향 신호 s(n)은 합산 유닛(14)에서 근단 음성을 포함할 수 있거나 포함하지 않을 수 있는 근단 신호 v(n)과 합성된다. 필터(10)의 감쇠는 반향 경로 감쇠 ERL(ERL=반향 복귀 손실 (Echo Return Loss))로 표시된다. 따라서, 그 결과 얻어지는 출력 신호 y(n)은 근단 신호 및 원단 신호로부터의 반향 모두를 포함한다. 또한, 입력 신호 x(n)은 필터 계수를 조정함으로써 하이브리드의 임펄스 응답을 모델화하는 적응 필터(12)로도 전송된다. 그 결과 얻어지는 반향 신호 s(n)의 추정치는 $\hat{s}(n)$ 으로 표시된다. 이런 추정치는 합산 유닛(16)에서 출력 신호 y(n)에서 감산되고, 그 결과 얻어지는 에러 신호 e(n)이 필터 계수의 조정을 위해 적응 필터(12)로 전송되며, 원단 가입자 A로 되돌아가는 2선식 회선으로 전송된다. 필터(12)의 계수는, 예를 들면, NLMS 알고리즘(참고문헌 [2] 참조)에 따라서 조정될 수 있다.

적응 필터(12)가 반향을 완전히 제거하지 않을 수 있기 때문에, 반향 소거기는 반향 억제기에 의해 보완될 수 있다. 도 3은 참조 문헌 [1]에 개시되는 이런 유형의 배열을 도시한다. 여기서, 반향 억제기는 추정된 반향 신호 $\hat{s}(n)$ 에 의해 제어되는 가변 중앙 클리퍼(18)의 형태를 가진다. 중앙 클리퍼(18)로부터의 출력 신호 $e_{vcc}(n)$은 아래의 수학식으로 나타낼 수 있다:

수학식 1

$$e_{vcc}(n) = \begin{cases} 0 & |e(n)| < \tau = \delta \cdot |\hat{s}(n)| \\ e(n) & |e(n)| \geq \tau \end{cases}$$

여기서, τ는 중앙 클리퍼(18)의 가변 임계치이고, δ는 일정한 스케일링 인자(scaling factor)이다. 이런 전달 함수는 도 4에 도시된다. 따라서, 신호 e(n)이 중앙 윈도우내에 위치되면, 그 신호는 완전히 차단되는 반면에, 그렇지 않으면, 변경되지 않은 상태로 중앙 클리퍼(18)를 통과한다. 그러나, 임계치 τ는 $\hat{s}(n)$ 의 값에 의존한다. 따라서, $\hat{s}(n)$ 의 크기가 작으면, 임계치 τ도 또한 작아진다. 이 경우에, 신호 e(n)이 가입자 B로부터의 배경 잡음을 상당히 포함하면, |e(n)|은 실제로 임계치를 초과할 수 있다. 따라서, 신호 e_{vcc} (n)은 반향 및 배경 잡음을 산발적으로 포함하는 신호를 포함할 수 있다. 이하에 설명되는 본 발명에 따른 해법은 이런 문제점을 제거한다.

반향이 발생되는 다른 환경이 도 5에 도시된다. 이 도면은 디지털 셀룰러 전화 시스템의 관련 부분을 도시한다. 이하 다운링크 신호로 칭해지는 원단 가입자로부터의 신호 x(n)은 음성 샘플 x(n)을 음성 코드로 변환하는 음성 코더(20)로 전송된다. 음성 코드는 안테나(24)를 통해 송신하기 위한 무선 유닛(22)으로 전송된다. 송신된 신호는 이동국의 안테나(26) 및 무선 유닛(28)에서 수신된다. 수신된 음성 코드는 음성 디코더(30)에서 복호화되고, 복호화된 음성은 라우드스피커(수화기) (32)로 전송된다. 도 5에 곡선 화살표로 나타낸 바와 같이, 라우드스피커(32)로부터의 음은 이동국의 마이크로폰(34)에도 부분적으로 도달된다. 마이크로폰(34)으로부터의 신호를 포함하는 반향은 음성 코더(36)에서 부호화되어 무선 유닛(28), 안테나(26,24) 및 무선 유닛(22)을 통해 음성 디코더(38)에 도달된다. 이하 업링크 신호로 칭해지는 복호화된 반향 신호 y(n)은 반향 억제기 또는 NLP(40)로 전송된다.

도 5의 시스템은 또한 반향 억제기(40) 앞에 반향 소거기를 포함할 수 있지만, 반향 소거기가 선형 반향 효과만을 제거하는 선형 필터이고, 음성 부호화/복호화는 강한 비선형 처리이기 때문에, 반향 소거기는 도 5에서와 같이 생략될 수도 있다.

본 발명이 해결하는 문제점은 효율적인 방식으로 반향 억제기(18,40)를 제어하는 방법이다. 그 해법은 도 6 내지 도 13을 참조하여 상세히 설명한다.

도 6은 신호 사이의 지연이 무시되는 경우, 다운링크 신호 x(n)의 전력 R_x에 대한 도 5의 업링크 신호 y(n)의 전력 R_y의 의존성을 도시하는 산포도이다. 상기 전력은 아래의 수학식에 따라서 계산된다:

수학식 2

$$R_x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x^2(n-k)$$
$$R_y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y^2(n-k)$$

(다른 전력 계산 방법, 예를 들면, 지수 윈도우가 사용될 수도 있음). 전력은 매 N개의 음성 샘플(예를 들면, N=64)마다 계산된다. 도면은 많은 샘플(480 000 음성 샘플 또는 60초의 음성)을 나타낸다. 임의의 주어진 점에서의 강도는 그 점에서의 전력 샘플의 수를 나타낸다. 지연이 무시되는 경우, 전력 샘플 사이의 상관 관계가 적거나 없음은 도 6으로부터 명백하다.

도 7은 동일한 데이터에 기초하지만, 이 경우에 다운링크 및 업링크 신호 사이에 208 ms의 지연이 가정되어 있다. 그 차이는 명백하다. 이 경우에, 적어도 R_x - 30 dBm0에 대해, 전력 측정치 R_x와 R_y 사이에 강한 상관 관계가 존재한다. R_x - 30 dBm0에 대해, R_y는 R_x의 값에 무관하게 - 60 dBm0이다. 도 7은 업링크와 다운링크 신호 사이의 관계를 나타내기 위해 사용될 수 있는 어떤 종류의 모델을 암시한다. 개시점으로서 아래의 수학식이 표시된다:

수학식 3

$$R_y(n) = R_s(n) + R_v(n)$$

여기서, R_s는 반향의 전력을 나타내고, R_v는 근단(이동)에서 생성된 신호의 전력을 나타낸다. 반향의 전력의 정의에 의해, R_s는 아래의 수학식으로 나타내고:

수학식 4

$$R_s(n) = \frac{R_x(n)}{10^{\frac{ERL}{10}}}$$

따라서, Ry는 아래의 수학식으로 표시될 수 있다:

수학식 5

$$R_y(n) = \frac{R_x(n)}{10^{\frac{ERL}{10}}} + R_v(n)$$

양측의 대수(logarithm)를 계산하면, 이는 아래의 수학식으로 근사될 수 있다:

수학식 6

$$\log(R_y(n)) = \begin{cases} \log(R_y(n)) & \log(R_y(n)) > \log(R_x(n)) - \gamma ERL \\ (1-C)\log(R_y(n)) + C(\log(R_x(n) - \gamma ERL)) & \log(R_y(n)) \le \log(R_x(n)) - \gamma ERL \end{cases}$$

여기서, $\gamma = \log(10)/10$이고, C ≤ 1은 미리 정해진 상수이다. C의 목적은 $\log R_y = \log R_x - \gamma ERL$인 경우 보다 양호한 근사를 제공하는 것이다. 이런 근사에서, R_v 및 ERL은 미지수로 가정된다. 이하의 수학식으로 정의된 파라미터 a(n) 및 b(n)을 도입한다.

수학식 7

$$a(n) = \log(R_v(n))$$
$$b(n) = \gamma ERL + a(n)$$

이런 정의에 의해 상기 근사는 아래의 수학식으로 표시될 수 있다:

수학식 8

$$\log(R_y(n))=a(n)+C\cdot\max(0,\log(R_x(n))-b(n))$$

여기서, 파라미터 a(n) 및 b(n)은 동적으로 추정되어야 한다. 이 모델은 도 8에 그래프로 도시된다.

앞의 수학식은 반향 지연에 관한 명확한 정보를 제공하지 않는다. 지연을 결정하기 위해, 상기 모델의 파라미터 a(n) 및 b(n)은 다수의 상이한 지연에 대해 계산되어, 최소 b(n) 추정치에 대응하는 지연은 실제 반향 지연의 추정치로서 선택된다. ERL은 ERL = (b(n) - a(n))/γ에 따라서 추정되는데, a(n) 및 b(n)은 추정된 지연에 대응하는 파라미터이다. 파라미터 추정은, 바람직하게는, 재귀적(recursive) 알고리즘에 의해 수행된다. 전력 추정치 R_x 및 R_y는, 예를 들면, N=64인 직사각형 윈도우에 대해 계산된다. 다운링크 전력 추정치 R_x의 지연 추정치는 예상 최대 반향 지연에 대응하는 지연까지 저장된다. 예를 들면, 반향 지연이 최대 264 ms인 것으로 알려진 경우, 합계 33개의 지연 전력 추정치가 기억될 필요가 있다(8000 샘플/s의 샘플링 주파수에 대한 264 ms에 대응하는 33 ×64 = 2112 샘플). 파라미터 a 및 b의 추정치는 아래의 LMS형 알고리즘에 의해 각 지연에 대해 매 N개의 샘플마다 반복적으로 계산된다:

수학식 9

$$\left.\begin{aligned} e_i(n) &= \log(R_y(n)) - a_i(n) - C\cdot\max[0,\log(R_x(n-i\cdot N)-b_i(n)] \\ a_i(n+1) &= a_i(n)+\mu_a\cdot e_i(n) \\ b_i(n+1) &= \begin{cases} b_i(n)-\mu_b\cdot C\cdot e_i(n) & \log(R_x(n-i\cdot N))>b_i(n) \\ b_i(n) & otherwise \end{cases} \end{aligned}\right\}\ i=0\cdots i_{\max}$$

여기서, i는 i · N 스텝의 이산 시간의 지연을 나타내는 인덱스이고, i_{max} 는 i_{max} · N 스텝의 이산 시간의 최대 지연을 나타내는 정수이며, $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$은 i 샘플의 지연에 대응하는 모델 파라미터 추정치를 나타내고, $e_i(n)$은 i 샘플의 지연과 관련된 추정 에러를 나타내며, μ_a 및 μ_b는 상기 알고리즘의 스텝 길이 파라미터를 나타낸다.

상기 알고리즘에서, 「log」는 복잡도를 더욱 줄이기 위해 2를 밑으로 한 대수(2-logarithm)의 정수부로서 실시될 수 있다.

이 알고리즘은 도 9의 임계치 추정기(50)내에서 블록 42에 의해 실행된다. 블록 44에서, 반향 지연은 최소 $b_i(n)$값을 제공한 이산 시간 지연으로서 식별된다. 이 최소값은 또한 현재의 파라미터 값 b(n)으로 사용된다. 따라서, 지연 Δ는 아래의 수학식으로 계산된다.

수학식 10

$$\Delta(n) = \text{지연}(b_{min}(n))$$

결정된 인덱스 i 및 대응하는 파라미터 값 b(n)은 아래의 수학식에 따라 반향 복귀 손실 ERL을 추정하는 블록 46에 의해 사용된다:

수학식 11

$$ERL(n) = \frac{a(n)-b(n)}{\gamma}$$

여기서, a(n)은 b(n)과 동일한 지연(동일한 인덱스 i)을 가지는 값 $a_i(n)$이다.

최종적으로, 블록 48에서, 아래의 수학식에 따라 추정 지연 Δ 및 반향 복귀 손실 ERL을 사용하여 동적 임계치 또는 클립 레벨이 추정된다:

수학식 12

$$\text{클립 레벨} = k\frac{R_x(n-\Delta)}{10^{\frac{ERL}{10}}}$$

여기서, k는 ERL의 추정치의 불확실함을 고려하여 도입된 바람직하게는 10의 오더(order)의 상수이다.

바람직하게는, 임계치 추정기(50)의 블록의 기능은 하나 또는 여러 개의 마이크로/신호 프로세서에 의해 실행된다.

도 10은 도 5의 시스템과 유사하지만, 반향 억제기(40)를 제어하기 위한 본 발명에 따른 임계치 추정기(50)가 제공되는 디지털 셀룰러 전화 시스템을 도시한다. 전술한 바와 같이, 임계치 추정기(50)는 동적 클립 레벨을 추정한다. 이 클립 레벨은 반향 억제기(40)로 전송된다. 업링크 신호 y(n)의 전력이 이 클립 레벨 이하로 떨어지는 경우, 상기 신호는 반향에 의해 압도된다고 가정되어 차단되고, 그렇지 않은 경우, 상기 신호는 이동국으로부터 근단 신호에 의해 압도된다고 가정되어 변화 없이 반향 억제기(40)를 통과한다. 상기 신호가 차단되는 경우, 그 대신, 안정적인 잡음이 대신 부가될 수 있다. 동적 클립 레벨과의 비교는 샘플마다 실행된다.

셀룰러 전화 시스템을 참조하여 전술한 바와 같은 유형의 반향 억제기 제어는 통상의 PSTN에 사용될 수도 있다. 이는 도 11 및 도 12에 도시된다.

도 11은 반향 소거기 뒤에 제공되는 비선형 프로세서 또는 반향 억제기(18)를 제어하는 임계치 추정기(50)가 제공된 전화 시스템의 블록도이다. 이 실시예에서, 「다운링크」 신호는 원단 가입자로부터의 신호 x(n)에 대응하는 반면에, 「업링크」 신호는 잔류 반향 신호 e(n)으로 표시된다. 이런 가정 하에, 반향 억제기 (18)는 도 10의 반향 억제기(40)와 동일한 방식으로 제어된다.

도 12는 반향 소거기 뒤에 제공되는 비선형 프로세서 또는 반향 억제기(18)를 제어하는 임계치 추정기(50)가 제공된 전화 시스템의 다른 실시예이다. 이 실시예에서, 「다운링크」 신호는 원단 가입자 신호 x(n) 대신에 반향 추정 신호 $\hat{s}(n)$에 대응한다. 그 이유는, 반향 추정치가 어떻게든 반향 소거기를 제어하기 위해 계산되어야 하고, 반향 추정치가 신호 x(n)에 대한 강한 상관 관계가 있음이 명백하기 때문에, 임계치 추정을 위해 재사용될 수 있기 때문이다.

도 13은 본 발명에 따른 임계치 추정 방법을 도시하는 순서도이다. 단계 S1에서, 현재의 추정치 R_x 및 R_y가 계산된다. 단계 S2는 지연된 R_x값에 대한 모델 파라미터 후보 a_i 및 b_i를 반복적으로 결정한다. 단계 S3에서, 최소값을 가지는 b_i가 모델 파라미터 b로 선택되고, 단계 S4에서 대응하는 지연 Δ(인덱스 i)가 현재의 반향 지연으로 식별된다. 단계 S5에서, 동일한 지연을 가지는 모델 파라미터 후보 a_i는 모델 파라미터 a로 선택된다. 단계 S6은 a, b 및 지연의 추정값으로부터 현재의 반향 복귀 손실 ERL을 추정한다. 단계 S8에서, 현재의 클립 레벨은 ERL의 추정값 및 이전의 Δ 시간 스텝에서 측정된 R_x의 추정값으로부터 추정된다. 최종적으로, 상기 처리는 R_x 및 R_y의 후속 추정치를 결정하기 위해 단계 S1로 루프 백한다(동시에 R_x의 가장 오래된 값이 제거된다).

본 발명은, 이동 단말기의 음향 혼선으로부터 발생하는 반향 또는 반향 소거기의 선형 필터 뒤에 남아 있는 잔류 반향과 같은 저레벨 반향의 전력 레벨 및 지연을 검출 및 추정하는 계산적으로 효율적인 방법이다. 결정된 파라미터는 반향이 존재하면, 전송을 차단하는 스위치(NLP)의 동작을 제어하는데 사용될 수 있다.

혼선 반향의 소거를 위해, 본 발명은, 표준 반향 소거기가 동적으로 제어되는 반향 억제 스위치로 대체될 수 있기 때문에, 계산 처리를 크게 절감할 수 있다. 이런 응용의 반향 경로의 비선형성으로 인해, 제안된 방법의 주관적인 성능은 훨씬 반향 소거기의 성능과 유사하다.

다양한 변형 및 변경은, 본 발명의 사상 및 범위를 벗어나지 않고도, 첨부된 청구의 범위에 의해 한정되는 본 발명에 대해 이루어질 수 있음을 당업자는 이해할 것이다.

참조 문헌

[1] British Telecommunications에 양도된 US, A, 4 577 071.

[2] D.T.M. Slock, 「On the Convergence Behavior of the LMS and the Normalized LMS Algorithms」, IEEE Transactions on Signal Processing, 41(9): 2811 - 2825, September 1993.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

전화 시스템의 반향 전력 추정 방법에 있어서,

반향 신호의 반향 전력 추정치 $R_y(n)$을 형성하는 단계로서, 상기 반향 전력 추정치가 아래의 수학식에 따라 입력 신호의 입력 전력 추정치 $R_x(n)$에 의존하는 반향 전력 추정치 형성 단계를 포함하는데,

$$\log(R_y(n))=a(n)+C\cdot\max(0,\log(R_x(n))-b(n))$$

여기에서, n은 이산 시간을 나타내고, a(n) 및 b(n)은 동적으로 갱신되는 모델 파라미터이며, C는 미리 정해진 상수인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 재귀적 알고리즘으로 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 3.

제 2 항에 있어서,

상기 재귀적 알고리즘이 아래의 수학식에 따르는데,

$$\left.\begin{aligned} e_i(n) &= \log\left(R_y(n)\right) - a_i(n) - C\cdot\max\left[0,\log\left(R_x(n-i\cdot N)\right)-b_i(n)\right] \\ a_i(n+1) &= a_i(n)+\mu_a\cdot e_i(n) \\ b_i(n+1) &= \begin{cases} b_i(n)-\mu_b\cdot C\cdot e_i(n) & \log\left(R_x(n-i\cdot N)\right)>b_i(n) \\ b_i(n) & otherwise \end{cases} \end{aligned}\right\}\ i=0\cdots i_{\max}$$

여기에서, N은 미리 정해진 정수이고, i는 i · N 스텝의 이산 시간의 지연을 나타내는 인덱스이며, i_{max} 는 i_{max} · N 스텝의 이산 시간의 최대 지연을 나타내는 정수이고, $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$은 i 샘플의 지연에 대응하는 모델 파라미터 추정치를 나타내며, $e_i(n)$은 i 샘플의 지연과 관련된 추정 에러를 나타내고, μ_a 및 μ_b는 상기 알고리즘의 스텝 길이 파라미터를 나타내며;

상기 인덱스 i에 관련되고 현재의 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)으로서 $b_i(n)$의 최소값을 제공하는 모델 파라미터 추정치 $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$을 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 상기 입력 전력 추정치를 계산하는 단계로서,

$$R_x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x^2(n-k)$$

여기에서, x(n)은 상기 입력 신호인 입력 전력 추정치 계산 단계; 및

아래의 수학식에 따라 상기 반향 전력 추정치를 계산하는 단계로서,

$$R_y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y^2(n-k)$$

여기에서, y(n)은 상기 반향 신호인 반향 전력 추정치 계산 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 5.

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

반향 지연 Δ를 상기 선택된 현재의 모델 파라미터 b(n)의 지연으로서 추정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 6.

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 반향 복귀 손실 ERL을 추정하는 단계를 포함하는데,

$$ERL(n) = \frac{a(n)-b(n)}{\gamma}$$

여기에서, γ는 log (10)/10인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 7.

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 반향 신호가 반향 소거기 뒤에 남아 있는 잔류 반향 신호인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 8.

제 1 항 내지 제 4 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 입력 신호가 이동국으로의 다운링크 신호이고, 상기 반향 신호는 상기 이동국으로부터의 업링크 신호인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 방법.

청구항 9.

전화 시스템의 반향 억제 방법에 있어서,

반향 신호의 반향 전력 추정치 $R_y(n)$을 형성하는 단계로서, 상기 반향 전력 추정치가 아래의 수학식에 따라 입력 신호의 입력 전력 추정치 $R_x(n)$에 의존하는데,

$$\log(R_y(n))=a(n)+C\cdot\max(0,\log(R_x(n))-b(n))$$

여기에서, n은 이산 시간을 나타내고, a(n) 및 b(n)은 동적으로 갱신되는 모델 파라미터이며, C는 미리 정해진 상수인 반향 전력 추정치 형성 단계;

상기 모델 파라미터 b(n)에 의해 반향 지연 Δ를 추정하는 단계;

아래의 수학식에 따라 반향 복귀 손실 ERL을 추정하는 단계로서,

$$ERL(n)=\frac{a(n)-b(n)}{\gamma}$$

여기에서, γ는 log (10)/10인 반향 복귀 손실 추정 단계;

아래의 수학식에 따라 동적 클립 레벨을 추정하는 단계로서,

$$\text{클립 레벨}=k\frac{R_x(n-\Delta)}{10^{\frac{ERL}{10}}}$$

여기에서, k는 미리 정해진 상수인 클립 레벨 추정 단계; 및

전력이 상기 클립 레벨 이하로 떨어질 때마다 상기 반향 신호를 억제하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 10.

제 9 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 재귀적 알고리즘으로 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 11.

제 10 항에 있어서,

상기 재귀적 알고리즘이 아래의 수학식에 따르는데,

$$\left.\begin{aligned} e_i(n) &= \log\left(R_y(n)\right) - a_i(n) - C \cdot \max\left[0, \log\left(R_x(n - i \cdot N\right) - b_i(n)\right] \\ a_i(n+1) &= a_i(n) + \mu_a \cdot e_i(n) \\ b_i(n+1) &= \begin{cases} b_i(n) - \mu_b \cdot C \cdot e_i(n) & \log\left(R_x(n - i \cdot N)\right) > b_i(n) \\ b_i(n) & otherwise \end{cases} \end{aligned}\right\} \; i = 0 \cdots i_{\max}$$

여기에서, N은 미리 정해진 정수이고, i는 $i \cdot N$ 스텝의 이산 시간의 지연을 나타내는 인덱스이며, i_{max} 는 $i_{max} \cdot N$ 스텝의 이산 시간의 최대 지연을 나타내는 정수이고, $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$은 i 샘플의 지연에 대응하는 모델 파라미터 추정치를 나타내며, $e_i(n)$은 i 샘플의 지연과 관련된 추정 에러를 나타내고, μ_a 및 μ_b는 상기 알고리즘의 스텝 길이 파라미터를 나타내며;

상기 인덱스 i에 관련되고 현재의 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)으로서 $b_i(n)$의 최소값을 제공하는 모델 파라미터 추정치 $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$을 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 12.

제 11 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 상기 입력 전력 추정치를 계산하는 단계로서,

$$R_x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x^2(n-k)$$

여기에서, x(n)은 상기 입력 신호인 입력 전력 추정치 계산 단계; 및

아래의 수학식에 따라서 상기 반향 전력 추정치를 계산하는 단계로서,

$$R_y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y^2(n-k)$$

여기에서, y(n)은 상기 반향 신호인 반향 전력 추정치 계산 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 13.

제 9 항 내지 제 11 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 반향 신호가 반향 소거기 뒤에 남아 있는 잔류 반향 신호인 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 14.

제 9 항 내지 제 11 항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 입력 신호가 이동국으로의 다운링크 신호이고, 상기 반향 신호는 이동국으로부터의 업링크 신호인 것을 특징으로 하는 반향 억제 방법.

청구항 15.

전화 시스템의 반향 전력 추정 장치에 있어서,

반향 신호의 반향 전력 추정치 $R_y(n)$을 형성하는 수단(42)으로서, 상기 반향 전력 추정치가 아래의 수학식에 따라 입력 신호의 입력 전력 추정치 $R_x(n)$에 의존하는 반향 전력 추정치 형성 수단을 포함하는데,

$$\log(R_y(n))=a(n)+C\cdot\max(0,\log(R_x(n))-b(n))$$

여기에서, n은 이산 시간을 나타내고, a(n) 및 b(n)은 동적으로 갱신되는 모델 파라미터이며, C는 미리 정해진 상수인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 16.

제 15 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 반복적으로 결정하는 수단(42)을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 반복적으로 결정하는 수단(42)이 아래의 수학식에 따르는데,

$$\left.\begin{aligned} e_i(n) &= \log\left(R_y(n)\right) - a_i(n) - C\cdot\max\left[0,\log\left(R_x(n-i\cdot N)\right)-b_i(n)\right] \\ a_i(n+1) &= a_i(n)+\mu_a\cdot e_i(n) \\ b_i(n+1) &= \begin{cases} b_i(n)-\mu_b\cdot C\cdot e_i(n) & \log\left(R_x(n-i\cdot N)\right)>b_i(n) \\ b_i(n) & otherwise \end{cases} \end{aligned}\right\}\ i=0\cdots i_{\max}$$

여기에서, N은 미리 정해진 정수이고, i는 i · N 스텝의 이산 시간의 지연을 나타내는 인덱스이며, i_{max} 는 i_{max} · N 스텝의 이산 시간의 최대 지연을 나타내는 정수이고, $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$은 i 샘플의 지연에 대응하는 모델 파라미터 추정치를 나타내며, $e_i(n)$은 i 샘플의 지연과 관련된 추정 에러를 나타내고, μ_a 및 μ_b는 상기 알고리즘의 스텝 길이 파라미터를 나타내며;

상기 인덱스 i에 관련되고 현재의 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)으로서 $b_i(n)$의 최소값을 제공하는 모델 파라미터 추정치 $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$을 선택하는 수단(42)을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 18.

제 17 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 상기 입력 전력 추정치를 계산하는 수단(42)으로서,

$$R_x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x^2(n-k)$$

여기에서, x(n)은 상기 입력 신호인 입력 전력 추정치 계산 수단; 및

아래의 수학식에 따라 상기 반향 전력 추정치를 계산하는 수단(42)으로서,

$$R_y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y^2(n-k)$$

여기에서, y(n)은 상기 반향 신호인 반향 전력 추정치 계산 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 19.

제 15 항 내지 제 18 항 중 어느 한 항에 있어서,

반향 지연 Δ를 상기 선택된 현재의 모델 파라미터 b(n)의 지연으로 추정하는 수단(44)을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 20.

제 15 항 내지 제 18 항 중 어느 한 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 반향 복귀 손실 ERL을 추정하는 수단(46)을 포함하는데,

$$ERL(n) = \frac{a(n)-b(n)}{\gamma}$$

여기에서, γ는 log (10)/10인 것을 특징으로 하는 반향 전력 추정 장치.

청구항 21.

전화 시스템의 반향 억제기에 있어서,

반향 신호의 반향 전력 추정치 $R_y(n)$을 형성하는 수단(42)으로서, 상기 반향 전력 추정치가 아래의 수학식에 따라 입력 신호의 입력 전력 추정치 $R_x(n)$에 의존하는데,

$$\log(R_y(n)) = a(n) + C \cdot \max(0, \log(R_x(n)) - b(n))$$

여기에서, n은 이산 시간을 나타내고, a(n) 및 b(n)은 동적으로 갱신되는 모델 파라미터이며, C는 미리 정해진 상수인 반향 전력 추정치 형성 수단;

상기 모델 파라미터 b(n)에 의해 반향 지연 Δ를 추정하는 수단(44);

아래의 수학식에 따라 반향 복귀 손실 ERL을 추정하는 수단(46)으로서,

$$ERL(n) = \frac{a(n)-b(n)}{\gamma}$$

여기에서, γ는 log (10)/10인 반향 복귀 손실 추정 수단;

아래의 수학식에 따라 동적 클립 레벨을 추정하는 수단(48)으로서,

$$\text{클립 레벨} = k\frac{R_x(n-\Delta)}{10^{\frac{ERL}{10}}}$$

여기에서, k는 미리 정해진 상수인 클립 레벨 추정 수단; 및

전력이 상기 클립 레벨 이하로 떨어질 때마다 상기 반향 신호를 억제하는 비선형 프로세서(18)를 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제기.

청구항 22.

제 21 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 반복적으로 결정하는 수단(42)을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제기.

청구항 23.

제 22 항에 있어서,

상기 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)을 반복적으로 결정하는 수단(42)이 아래의 수학식에 따르는데,

$$\left.\begin{aligned} e_i(n) &= \log\left(R_y(n)\right) - a_i(n) - C\cdot\max\left[0, \log\left(R_x(n-i\cdot N)\right) - b_i(n)\right] \\ a_i(n+1) &= a_i(n) + \mu_a \cdot e_i(n) \\ b_i(n+1) &= \begin{cases} b_i(n) - \mu_b \cdot C \cdot e_i(n) & \log\left(R_x(n-i\cdot N)\right) > b_i(n) \\ b_i(n) & otherwise \end{cases} \end{aligned}\right\} \; i = 0\cdots i_{\max}$$

여기에서, N은 미리 정해진 정수이고, i는 i · N 스텝의 이산 시간의 지연을 나타내는 인덱스이며, i_{max} 는 i_{max} · N 스텝의 이산 시간의 최대 지연을 나타내는 정수이고, $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$은 i 샘플의 지연에 대응하는 모델 파라미터 추정치를 나타내며, $e_i(n)$은 i 샘플의 지연과 관련된 추정 에러를 나타내고, μ_a 및 μ_b는 상기 알고리즘의 스텝 길이 파라미터를 나타내며;

상기 인덱스 i에 관련되고 현재의 모델 파라미터 a(n) 및 b(n)으로서 $b_i(n)$의 최소값을 제공하는 모델 파라미터 추정치 $a_i(n)$ 및 $b_i(n)$을 선택하는 수단(42)을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제기.

청구항 24.

제 23 항에 있어서,

아래의 수학식에 따라 상기 입력 전력 추정치를 계산하는 수단(42)으로서,

$$R_x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x^2(n-k)$$

여기에서, x(n)은 상기 입력 신호인 입력 전력 추정치 계산 수단; 및

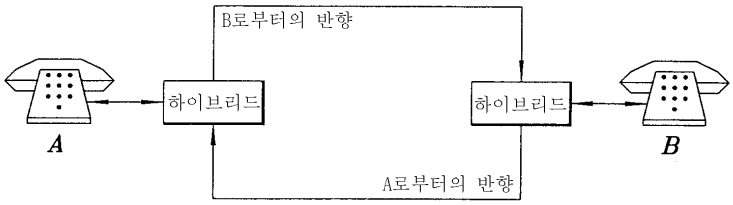
아래의 수학식에 따라 상기 반향 전력 추정치를 계산하는 수단(42)으로서,

$$R_y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} y^2(n-k)$$

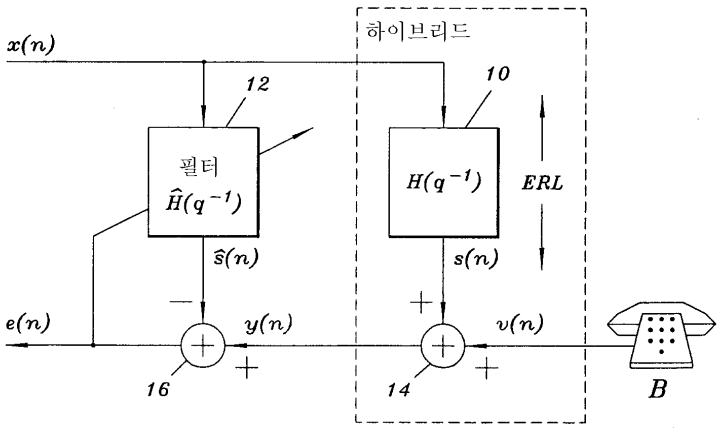
여기에서, y(n)은 상기 반향 신호인 반향 전력 추정치 계산 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 반향 억제기.

도면

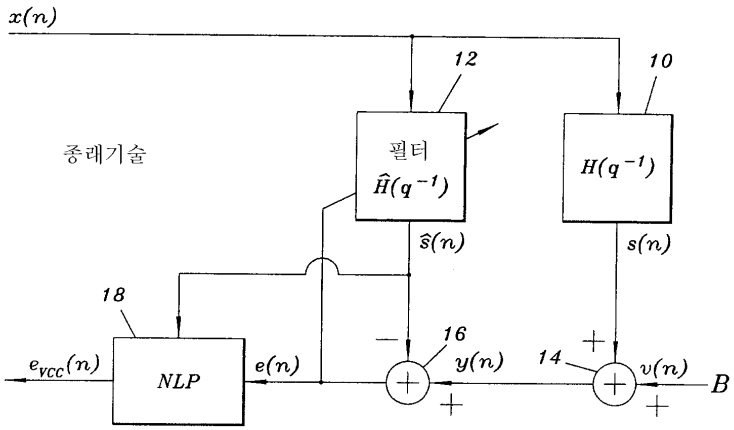
도면 1



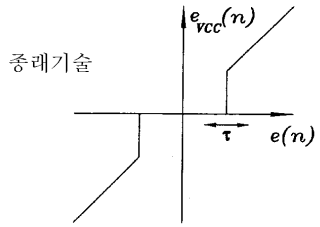
도면 2



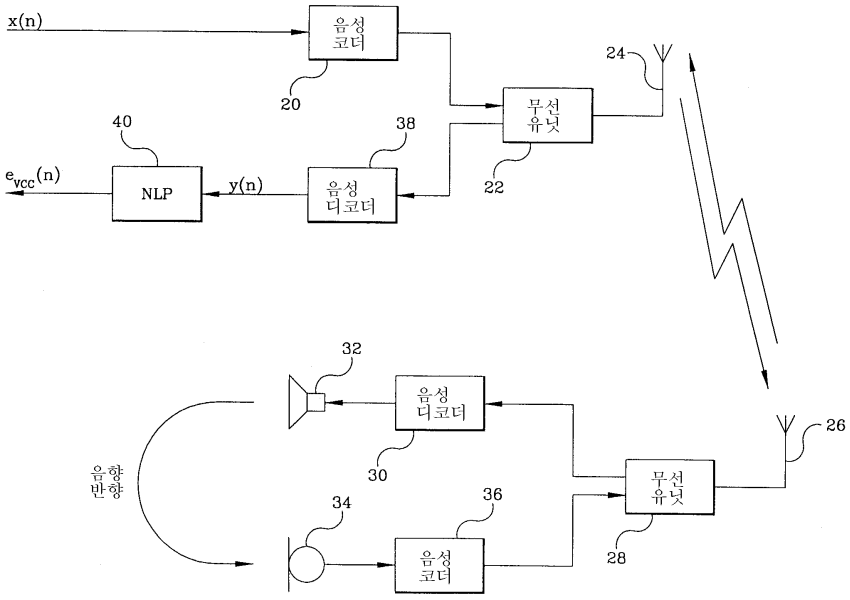
도면 3


x(n)
12
10
종래기술
필터
$\hat{H}(q^{-1})$
$H(q^{-1})$
$\hat{s}(n)$
s(n)
18
16
14
$e_{vcc}(n)$
NLP
e(n)
y(n)
v(n)
B

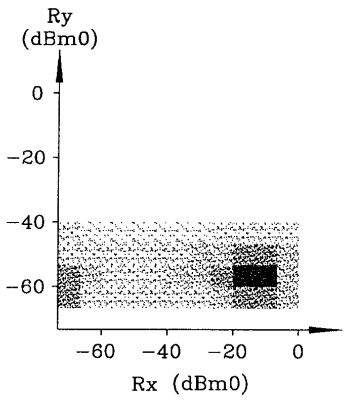
도면 4


종래기술
$e_{vcc}(n)$
τ
e(n)

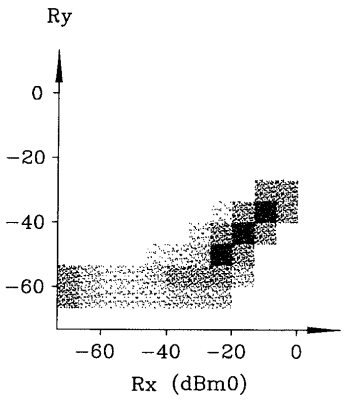
도면 5


x(n)
음성
코더
20
24
무선
유닛
22
40
38
$e_{VCC}(n)$
NLP
y(n)
음성
디코더
32
음성
디코더
30
26
음향
반향
34
36
무선
유닛
28
음성
코더

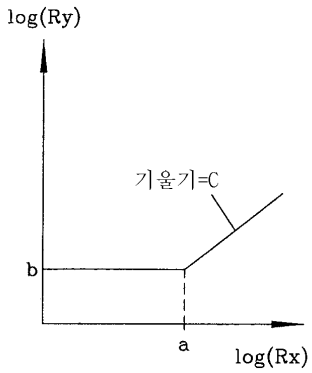
도면 6


Ry
(dBm0)
0
-20
-40
-60
-60
-40
-20
0
Rx (dBm0)

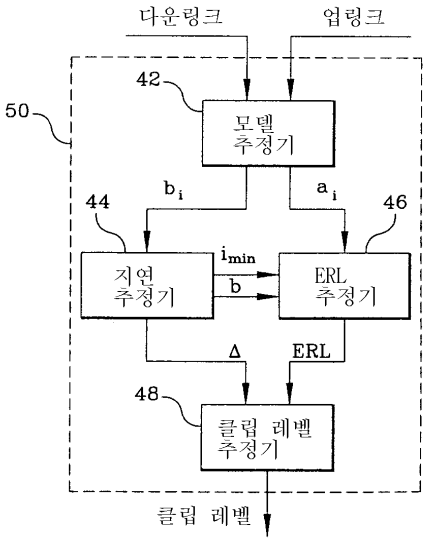
도면 7



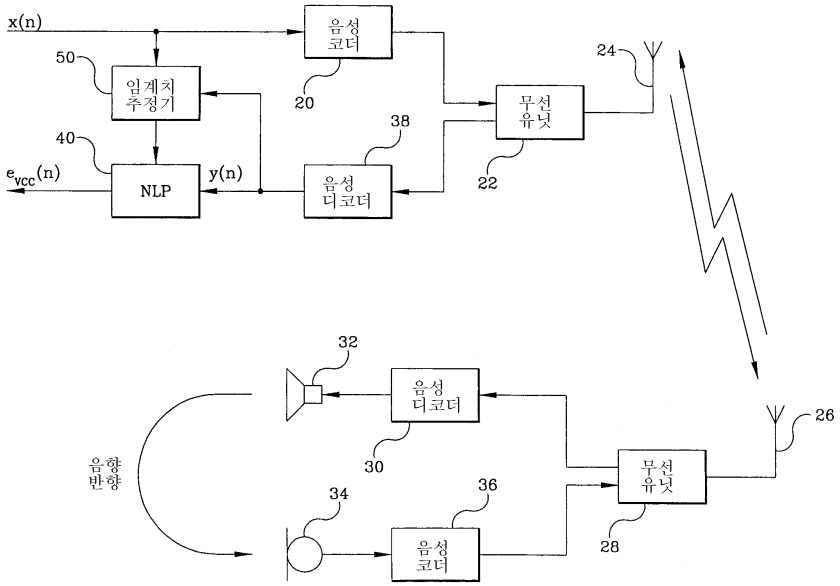
도면 8



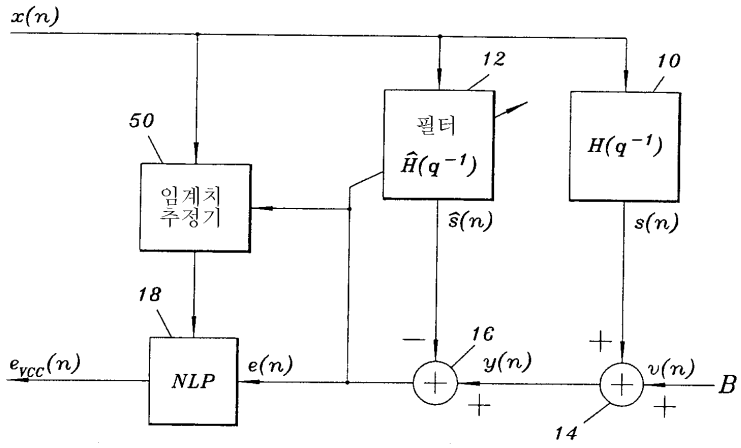
도면 9


다운링크
업링크
42
50
모델
추정기
b_i
a_i
44
46
지연
추정기
i_{min}
b
ERL
추정기
Δ
ERL
48
클립 레벨
추정기
클립 레벨

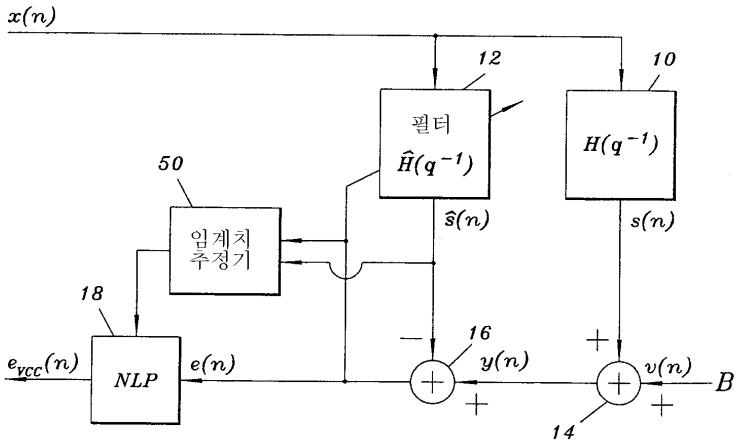
도면 10


x(n)
음성
코더
20
50
임계치
추정기
40
$e_{vcc}(n)$
NLP
y(n)
음성
디코더
38
무선
유닛
22
24
32
음성
디코더
30
음향
반향
34
음성
코더
36
무선
유닛
28
26

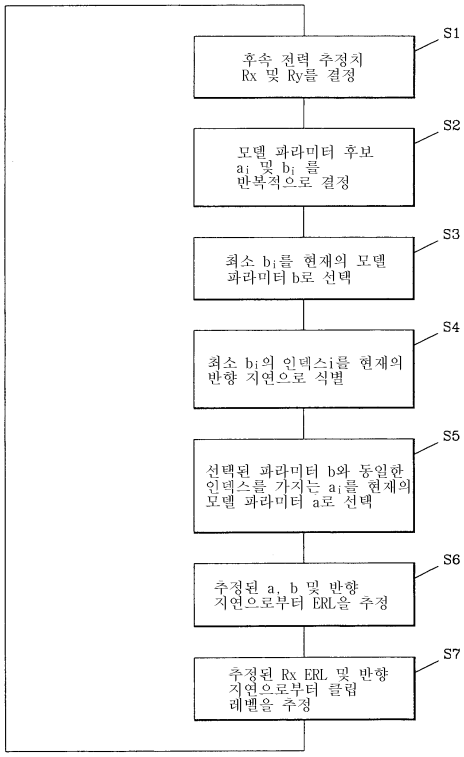
도면 11


x(n)
12
10
50
필터
$\hat{H}(q^{-1})$
$H(q^{-1})$
입계치
추정기
$\hat{s}(n)$
s(n)
18
16
$e_{VCC}(n)$
NLP
e(n)
y(n)
v(n)
B
14

도면 12


x(n)
12
10
필터
$\hat{H}(q^{-1})$
$H(q^{-1})$
50
입계치
추정기
$\hat{s}(n)$
s(n)
18
16
$e_{VCC}(n)$
NLP
e(n)
y(n)
v(n)
B
14

도면 13


S1
후속 전력 추정치 Rx 및 Ry를 결정
S2
모델 파라미터 후보 a_i 및 b_i 를 반복적으로 결정
S3
최소 b_i를 현재의 모델 파라미터 b로 선택
S4
최소 b_i의 인덱스 i를 현재의 반향 지연으로 식별
S5
선택된 파라미터 b와 동일한 인덱스를 가지는 a_i를 현재의 모델 파라미터 a로 선택
S6
추정된 a, b 및 반향 지연으로부터 ERL을 추정
S7
추정된 Rx ERL 및 반향 지연으로부터 클립 레벨을 추정